

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 08130416 A

(43) Date of publication of application: 21 . 05 . 96

(51) Int. Cl.

H03D 7/18
H03D 7/14

(21) Application number: 06267441

(22) Date of filing: 31 . 10 . 94

(71) Applicant: TOSHIBA CORP TOSHIBA AVE CORP

(72) Inventor:
ANZAI SHUNICHI
MIYAHARA YASUTOKU
KUZE ATSUMI
OMI YOSHITOMO

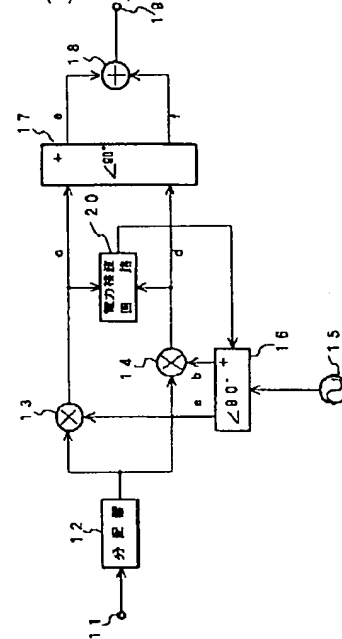
(54) MIXER CIRCUIT

COPYRIGHT: (C)1996,JPO

(57) Abstract:

PURPOSE: To provide a phase shift type image suppressed mixer circuit for which an image signal is suppressed.

CONSTITUTION: An RF signal is inputted to the input of one of multipliers 13 and 14. The output of a 90° phase shifter 16, for which the oscillated output of a local oscillator 15 to be oscillated at the frequency required for obtaining an IF signal is inputted and the second output is provided with the phase relation of phase delay at 90° to the first output, is supplied to the other multiplier 13 or 14. The 1st and 2nd phase shifted outputs, for which the outputs of the multipliers 13 and 14 are inputted and prescribed phase delay is performed to the phase difference of the output of the multiplier 13 from the output of the multiplier 14, are outputted from a phase shifter 17. The phase shifted outputs of the phase shifter 17 are added by an adder 18 and outputted. At a signal path following the multipliers 13 and 14, power at one position is detected at least and corresponding to this detected result, the image in the output of the adder 18 is controlled to be suppressed.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-130416

(43)公開日 平成8年(1996)5月21日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 3 D 7/18

7/14

C

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 23 頁)

(21)出願番号 特願平6-267441

(22)出願日 平成6年(1994)10月31日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(71)出願人 000221029

東芝エー・ピー・イー株式会社

東京都港区新橋3丁目3番9号

(72)発明者 安西 俊一

東京都港区新橋3丁目3番9号 東芝エー・ピー・イー株式会社内

(72)発明者 宮原 泰徳

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株式会社東芝マルチメディア技術研究所内

(74)代理人 弁理士 須山 佐一

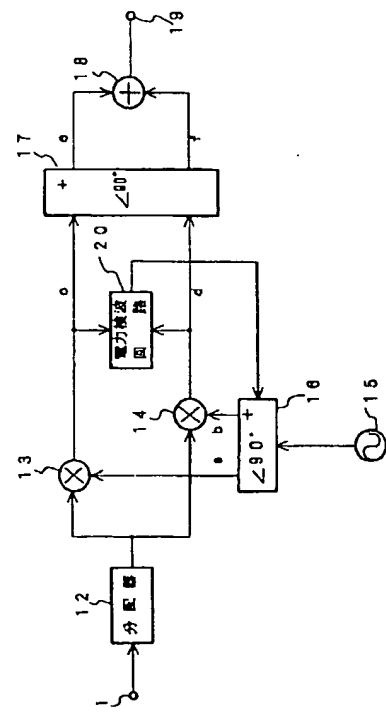
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 ミキサー回路

(57)【要約】

【目的】 イメージ信号を抑圧した移相型イメージ抑圧型のミキサー回路を実現することにある。

【構成】 乗算器13, 14の一方の入力にRF信号を入力する、IF信号を得るために要する周波数で発振する局部発振器15の発振出力を入力とし、第2の出力が第1の出力に対して90°の位相遅れの位相関係を持つ、90°移相器16の出力を乗算器13, 14の他方へそれぞれ供給する。乗算器13, 14の出力を入力とし、乗算器14の出力に対する乗算器13の出力の位相差に所定の位相遅れを施した第1および第2の移相出力を移相器17より出力する。移相器17の移相出力を加算器18により加算して出力する。乗算器13, 14以降の信号経路における、少なくとも1箇所の電力を検波し、この検波結果に応じ、加算器18の出力におけるイメージを抑えるよう制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 RF 信号を一方の入力とする第 1 および第 2 の乗算器と、

所望の周波数の IF 信号を得るに要する周波数で発振する局部発振器と、

前記局部発振器の発振出力を入力とし、所定の位相遅れの位相関係を持つ第 1 および第 2 の出力を、それぞれ前記第 1 および第 2 の乗算器の他方へ供給する第 1 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の乗算器の出力を入力とし、第 2 の乗算器の出力に対する第 1 の乗算器の出力の位相差に所定の位相遅れを施した位相差を有する第 1 および第 2 の移相出力を出力する第 2 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の移相出力を加算して出力する加算手段と、

前記第 1 および第 2 の乗算器から加算手段にいたる経路の経路間の電力バランスを検出する検波手段と、

前記検波手段の結果に応じ、前記加算手段の出力におけるイメージを抑えるよう制御する制御手段とからなることを特徴とするミキサー回路。

【請求項 2】 前記制御手段は、前記第 1、第 2 の移相器のうち少なくとも何れか一方の移相量を可変することにより、前記加算手段の入力間における位相差を制御することを特徴とする請求項 1 記載のミキサー回路。

【請求項 3】 前記制御手段は、前記加算手段に至る信号経路上の少なくとも 1 ヶ所に設けた利得制御手段を制御することにより、前記加算手段の入力間における電力バランスを制御することを特徴とする請求項 1 記載のミキサー回路。

【請求項 4】 RF 信号を一方の入力とする第 1 および第 2 の乗算器と、

所望の周波数の IF 信号を得るに要する周波数で発振する局部発振器と、

前記局部発振器の発振出力を入力とし、所定の位相遅れの位相関係を持つ第 1 および第 2 の出力を、それぞれ前記第 1 および第 2 の乗算器の他方へ供給する第 1 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の乗算器の出力を入力とし、第 2 の乗算器の出力に対する第 1 の乗算器の出力の位相差に所定の位相遅れを施した位相差を有する第 1 および第 2 の移相出力を出力する第 2 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の移相出力を加算して出力する加算手段と、

前記加算手段出力の電力を検出する検波手段と、

前記検波手段の結果に応じ、前記加算手段の出力におけるイメージを抑えるよう制御する制御手段とからなることを特徴とするミキサー回路。

【請求項 5】 前記制御手段は、前記第 1、第 2 の移相器のうち少なくとも何れか一方の移相量を可変することにより、前記加算手段の入力間における位相差を制御す

ることを特徴とする請求項 4 記載のミキサー回路。

【請求項 6】 前記制御手段は、前記加算手段に至る信号経路上の少なくとも 1 ヶ所に設けた利得制御手段を制御することにより、前記加算手段の入力間における電力バランスを制御することを特徴とする請求項 4 記載のミキサー回路。

【請求項 7】 RF 信号を一方の入力とする第 1 および第 2 の乗算器と、

所望の周波数の IF 信号を得るに要する周波数で発振する局部発振器と、

前記局部発振器の発振出力を入力とし、所定の位相遅れの位相関係を持つ第 1 および第 2 の出力を、それぞれ前記第 1 および第 2 の乗算器の他方へそれぞれ供給する第 1 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の乗算器の出力を入力とし、第 2 の乗算器の出力に対する第 1 の乗算器の出力の位相差に所定の位相遅れを施した位相差を有する第 1 および第 2 の移相出力を出力する第 2 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の移相出力を加算して出力する加算手段と、

前記第 1 および第 2 の移相出力を減算して出力する減算手段と、

前記加算手段の出力、減算手段の出力のうち、少なくとも何れか一方の電力を検出する検波手段と、

前記検波手段の結果に応じ、前記加算手段の出力におけるイメージを抑えるよう制御する制御手段とからなることを特徴とするミキサー回路。

【請求項 8】 前記制御手段は、前記第 1、第 2 の移相器のうち少なくとも何れか一方の移相量を可変することにより、前記加算手段の入力間における位相差を制御することを特徴とする請求項 7 記載のミキサー回路。

【請求項 9】 前記制御手段は、前記加算手段に至る信号経路上の少なくとも 1 ヶ所に設けた利得制御手段を制御することにより、前記加算手段の入力間における電力バランスを制御することを特徴とする請求項 7 記載のミキサー回路。

【請求項 10】 前記検波手段は、

前記加算手段および前記減算手段の出力の電力をそれぞれ検波する、第 1 および第 2 の検波手段と、

前記加算手段および前記減算手段の出力の電力値比較手段と、

電力値比較の結果、大きな電力値が得られた系の検波手段の出力を選択して出力するスイッチとから構成してなることを特徴とする請求項 7 記載のミキサー回路。

【請求項 11】 RF 信号を一方の入力とする第 1 および第 2 の乗算器と、

所望の周波数の IF 信号を得るに要する周波数で発振する局部発振器と、

前記局部発振器の発振出力を入力とし、所定の位相遅れの位相関係を持つ第 1 および第 2 の出力を、それぞれ前

記第 1 および第 2 の乗算器の他方へそれぞれ供給する第 1 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の乗算器の出力を入力とし、第 2 の乗算器の出力に対する第 1 の乗算器の出力の位相差に所定の位相遅れを施した位相差を有する第 1 および第 2 の移相出力を出力する第 2 の移相器と、

前記第 1 および第 2 の移相出力を加算して出力する加算手段と、

前記第 1 および第 2 の乗算器の出力を入力とし、第 1 の乗算器の出力に対する第 2 の乗算器の出力の位相差に所定の位相遅れを施した位相差を有する第 3 および第 4 の移相出力を出力する第 2 の移相手段と、

前記第 3 および第 4 の移相出力を加算して出力する第 2 の加算手段と、

前記第 1、第 2 の加算手段の出力のうち、少なくとも何れか一方の電力を検出する検波手段と、

前記検波手段の結果に応じ、前記第 1 の加算手段の出力におけるイメージを抑えるよう制御する制御手段とからなることを特徴とするミキサー回路。

【請求項 12】 前記制御手段は、前記第 1 の移相器の移相量、前記第 2 および第 3 の移相器の移相量のうち、少なくとも何れか一方の移相量を可変することにより、前記加算手段の入力間における位相差を制御することを特徴とする請求項 11 記載のミキサー回路。

【請求項 13】 前記制御手段は、前記第 1 および第 2 の加算手段に至る信号経路上の少なくとも 1 ヲ所に設けた利得制御手段を制御することにより、前記加算手段の入力間における電力バランスを制御することを特徴とする請求項 11 記載のミキサー回路。

【請求項 14】 前記検波手段は、前記第 1 および第 2 の加算手段の出力の電力をそれぞれ検波する第 1 および第 2 の検波手段と、前記第 1 および第 2 の加算手段の出力の電力値比較手段と、電力値比較の結果、大きな電力値が得られた系の検波手段の出力を選択して出力するスイッチとから構成してなることを特徴とする請求項 11 記載のミキサー回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、RF 信号から所望の IF (中間周波数) 信号に変換する際に、イメージ信号を抑圧するよう構成されたミキサー回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 一般のミキサー回路について、図 18 を用いて説明する。入力端子 181 に入力された RF 信号 f_R と妨害信号 f_I を、ミキサー 182 に供給し、局部発振器 183 より出力されたローカル信号 f_L と乗ずる。ミキサー 182 をダウンコンバータとして使用すれば、RF 信号 f_R とローカル信号 f_L の差の周波数の出力信号 f_{IF} を出力端子 184 に出力する。また、ミキ

サー 182 に供給された妨害波信号 f_I も、ローカル信号 f_L との差周波数のイメージ出力 f_{IM} として出力端子 184 に出力される。この出力端子 184 より出力された信号を、図示しないフィルタを介してイメージ f_{IM} を除去し、出力信号 f_{IF} のみを IF 信号処理段に出力する。

【0003】 このシステムでは、現行地上 TV 放送のようにチャンネル間隔が十分に確保されていれば、選局された IF 信号 f_{IF} の帯域内にイメージ出力信号 f_{IM} が入ることがないため、IF 信号 f_{IF} を通過させるフィルタでイメージ出力信号 f_{IM} を除去することができる。

【0004】 しかし、例えば CATV 放送の場合は図 19 に示すように、チャンネル間隔が地上波と異なりチャンネル間に隙間がない。この場合、入力信号 f_R が入力されるとミキサー 182 により周波数変換された IF 信号 f_{IF} の帯域内にイメージ出力信号 f_{IM} が入ってしまい、IF 信号 f_{IF} を通過させるフィルタでイメージ出力信号 f_{IM} を除去することが困難である。現状の CATV チューナーでは、これらのイメージ出力信号 f_{IM} を、積極的に除去することはコストと技術的側面から非常に困難であり、チューナーのシールドなどを強化することで対策をしてきた。

【0005】 そこで、イメージ出力信号 f_{IM} を除去する方法として知られている移相型イメージ抑圧型ミキサー回路を図 20 に示す。入力端子 201 に、入力信号 f_R と妨害信号 f_I を入力する。この信号は、分配器 202 に供給し、分配された信号 a と局部発振器 205 から供給するローカル信号 f_L をミキサー 203 で掛け合わせダウンコンバータする。分配された信号 a とローカル信号 f_L の差周波数の信号 b を 90° 移相器 206 で 90° 移相を遅らせ、信号 c となる。分配器 202 により分配された他方の信号 d は、局部発振器 205 から発振するローカル信号 f_L を 90° 移相器 207 で 90° 移相を遅らせた信号 e とミキサー 204 により掛け合わせ、信号 d と信号 e の差周波数の信号 f を出力する。これらの信号 c と信号 f を加算器 208 で足し合わせ出力信号 f_{IF} を出力端子 209 に出力する。この出力端子 209 には、一般のミキサーに、 90° 移相器を加えることにより、イメージ出力信号 f_{IM} は出力されないことになる。

【0006】 このように、入力端子 201 には、妨害信号 f_I が、入力されるが、移相型のイメージ抑圧型ミキサー回路を使用することにより、イメージ出力信号 f_{IM} が、出力端子 209 に出力されない。以下、このことについて説明をする。入力信号 f_R を $\sin \omega_R t$ 、ローカル信号 f_L を $\sin \omega_L t$ 、妨害信号 f_I を $\sin \omega_I t$ とし、ミキサー 203 を $f_L > f_R$ 形式、 $f_I > f_L$ 形式とすると、信号 b は、入力信号 f_R およびローカル信号 f_L との差周波数の出力信号 f_{IF1} と妨害信

号f Iおよびローカル信号f Lとの差周波数のイメージ 【0007】
出力信号f I M1からなる。f I F1を次式に示す。

$$\begin{aligned} f I F1 &= \sin \omega R t \times \sin \omega L t \\ &= -1/2 \times [\cos (\omega R + \omega L) t - \cos (\omega L - \omega R) t] \end{aligned} \quad \dots (1)$$

ミキサーをダウンコンバータとして利用するため、差周 波数のみを考えたときのf I F1は、

$$= 1/2 \times \cos (\omega L - \omega R) t \quad \dots (2)$$

となる。同様に、信号bのイメージ出力信号f I M1 は、

$$\begin{aligned} f I M1 &= \sin \omega I t \times \sin \omega L t \\ &= -1/2 \times [\cos (\omega I + \omega L) t - \cos (\omega I - \omega L) t] \end{aligned} \quad \dots (3)$$

で、表わされ、差周波数のみを考えれば、

$$= 1/2 \times \cos (\omega I - \omega L) t \quad \dots (4)$$

となる。

1'とイメージ出力信号f I M1'からなるとする。f

【0008】信号bは、90°移相器206を介し、9 I F1'は(2)式より、
0°遅れた信号cになる。この信号cを、信号f I F

$$f I F1' = 1/2 \times \cos (\omega L t - \omega R t + 90^\circ) \quad \dots (5)$$

信号cのf I M1'は(4)式より、

$$f I M1' = 1/2 \times \cos (\omega I t - \omega L t + 90^\circ) \quad \dots (6)$$

で表わされる。

20 なすI F2とイメージ出力信号f I M2を式で表わす

【0009】信号fは、ローカル信号Lを90°遅らせ と、
た信号eと、入力信号dの掛け合わせである。信号fを

$$\begin{aligned} f I F2 &= \sin (\omega L t + 90^\circ) \times \sin \omega R t \\ &= -1/2 \times [\cos (\omega L t + 90^\circ + \omega R t) - \cos (\omega L t \\ &\quad + 90^\circ - \omega R t)] \end{aligned} \quad \dots (7)$$

であり、差周波数のみを考えれば、

$$= 1/2 \times [\cos (\omega L t + 90^\circ - \omega R t)] \quad \dots (8)$$

である。同様に、

$$\begin{aligned} f I M2 &= \sin \omega I t \times \sin (\omega L t + 90^\circ) \\ &= -1/2 \times [\cos (\omega I t + \omega L t + 90^\circ) - \cos (\omega I t \\ &\quad - (\omega L t + 90^\circ))] \end{aligned} \quad \dots (9)$$

差周波数のみを考えれば、

$$= 1/2 \times \cos (\omega I t - \omega L t - 90^\circ) \quad \dots (10)$$

である。出力端子209に出力される信号は、信号cと 【0010】信号cと信号fを加算した出力f I Fは、
信号fを加算器208で加算された信号を出力する。

$$\begin{aligned} f I F &= 1/2 \times [\cos (\omega L t - \omega R t + 90^\circ) + \cos (\omega I t - \\ &\quad \omega L t + 90^\circ) + \cos (\omega L t - \omega R t + 90^\circ) + \cos \\ &\quad (\omega I t - \omega L t - 90^\circ)] \\ &= \cos (\omega L t - \omega R t + 90^\circ) \\ &= \cos (\omega I F t + 90^\circ) \\ &= -\sin (\omega I F t) \end{aligned} \quad \dots (11)$$

となり、出力端子209に出力される信号は、イメージ
信号が除去されたものとなる。

【0011】ところが、従来のミキサー回路の問題点と
して、ローカル信号Lを90°移相する移相器207
が、広帯域のため、位相精度が下がり、イメージ抑圧比
が低下する問題がある。つまり、位相偏差、利得偏差の
両特性が、イメージ抑圧率に悪影響を与える。そこで、
位相を検波し、フィードバックをかける方法が考えられ
るが、この方法では、使用する数十〜数百M程度の周波

数帯が高くなる程、位相検波による位相制御の誤差が、
大きくなり、精度的に実現できなくなる。

【0012】このような問題から、極一部の分野を除
き、移相型イメージ抑圧型ミキサー回路は、特性を満足
することができないため、余り使用されていない。さら
に、移相器の位相精度が問題になり、IC化は、不可能
である。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】上記した従来の移相型

イメージ抑圧型ミキサー回路では、局部発振器からのローカル信号を 90° 移相器が移相する周波数が広帯域のため、位相精度が下がり、イメージ抑圧比が低下する問題があり、極一部の分野を除き、特性を満足することができず使用されていないのが実情である。

【0014】この発明は、イメージ信号を抑圧した移相型イメージ抑圧型のミキサー回路を実現することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】この発明は上記した課題を解決するために、RF信号を一方の入力とする第1および第2の乗算器と、所望の周波数のIF信号を得るに要する周波数で発振する局部発振器と、前記局部発振器の発振出力を入力とし、第2の出力が第1の出力に対して所定の位相遅れの位相関係を持つような、第1および第2の出力を前記第1および第2の乗算器の他方へそれぞれ供給する第1の移相器と、前記第1および第2の乗算器の出力を入力とし、第2の乗算器の出力に対する第1の乗算器の出力の位相差に所定の位相遅れを施した位相差を有する第1および第2の移相出力を出力する第2の移相器と、前記第1および第2の移相出力を加算して出力する加算手段と、を基本構成とするミキサーにおいて、前記第1および第2の乗算器以降の信号経路における、少なくとも1箇所の電力を検波し、この検波結果に応じ、前記加算手段の出力におけるイメージを抑えるよう制御する手段からなる。

【0016】

【作用】上記手段により、所望IF信号に混入しているイメージ信号のキャンセル率が向上し、ひいては、極めて優れたイメージ抑圧比を実現するイメージ抑圧ミキサーを提供することができる。

【0017】

【実施例】以下、この発明の実施例について図面を参照して詳細に説明する。図1はこの発明の一実施例を説明するためのシステム図である。入力端子11にはRF信号を供給し、分配器12を介して乗算器13および14の一端にそれぞれ供給する。一方、局部発振器15および 90° 移相器16により、 90° の位相関係をもつ局部発振信号a、bを生成し、乗算器13、14の他端に供給して乗算を行う。ここで 90° 移相器16の2系統の出力のうち、+の符号を付した出力信号bが他方の出力aに比して、 90° の位相遅れがあるものとする。乗算器13、14の各出力c、dは、 90° 移相器17にそれぞれ供給し、図中の+側符号の出力を基準とした他方の出力との位相差が、入力cとdの位相差に比して、 90° の位相遅れの位相関係にあるような出力e、fを出力する。出力e、fは、加算器18にて加算を行い、ここで若し 90° 移相器16および17における移相・利得偏差やその他ミキサー13、14等の位相・ゲイン偏差がなければ、従来例で述べたように、イメージ

成分の除去されたIF信号が出力端子19より得ることができる。

【0018】しかしながら、現実的には前述のような理想状態はあり得ないので、イメージ除去比は位相・利得偏差の制限を受けることになる。ここで、図2に示すような、コンデンサC1、抵抗R1より構成される低域フィルタとコンデンサC2、抵抗R2より構成される高域フィルタの組み合わせによる 90° 移相器を用いた場合を考えてみる。いま、 $C1=C2=C$ 、 $R1=R2=R$ とすれば、この 90° 移相器の周波数特性は図3のようになる。 90° 移相器17は、あらかじめ定められた単一周波数のIF信号のみ入力されるとすれば実質的に問題はないが、 90° 移相器16は局部発振周波数の範囲で用いられるため大きく利得偏差を生ずることがわかる。

【0019】利得偏差は、乗算器13、14を介して乗算出力c、dにも現れるので、この乗算出力c、dのパワー（電力）が等しくなるよう工夫すればよい。そこで、乗算出力c、dを入力とする電力検波回路20を設け、入力のパワー差より 90° 移相器16に応じた制御信号を出力して、利得偏差が減少するような制御をかける。図2の 90° 移相器16の場合は、可変抵抗あるいは可変容量を用いて、フィルタの時定数を可変できるように構成し、図3の周波数特性における交点Pを動作周波数の位置まで移動できるようにすればよい。

【0020】また、位相偏差についても同様に、利得と位相の相関関係がわかっている 90° 移相器を用いれば、電力検波回路20の検波結果により、 90° 移相器の位相を制御できるよう構成することができる。

【0021】このように、この実施例ではイメージ除去比の制限となる位相・利得偏差を制限することが可能になったことから、所望のIF信号に混入しているイメージ信号のキャンセル率を向上できる。

【0022】図4は利得偏差のみを考慮した、この発明の他の実施例を説明するためのシステム図である。図1の実施例と同構成の部位には同符号を付し、ここでは異なる部分を中心に説明する。この実施例は、乗算器13、14と 90° 移相器17の間に利得制御アンプ41、42をそれぞれ設け、電力検波回路20'にて乗算器13、14の出力c、dのパワー差に応じて 90° 移相器17の入力c'、d'間のパワー差を減じよう利得制御を利得制御アンプ41、42にかけるよう構成したものである。さらにこの実施例では、フィードフォワード型の制御をかける構成となっているが、フィードバック型でもこの発明の内容を損なうものではない。

【0023】このようなイメージ抑圧ミキサーを構成することにより、局部発振器15側に設けた 90° 移相器16や乗算器13、14における位相偏差や利得偏差を抑えることができ、イメージ除去比に優れたイメージ抑圧ミキサーが実現できる。

【0024】前述したように、図1や図4の 90° 移相器17は、あらかじめ定められた単一周波数のIF信号のみ入力されるとすれば、位相偏差や利得偏差は実質的には考えなくともよい。そこで図5のように構成しても、図4の実施例と同様の効果が得られるはずである。

【0025】図5のシステム図を用いこの発明の第2の他の実施例について説明する。なお、前述の実施例と同構成の部分には同符号を付して説明する。この実施例は、 90° 移相器17の出力e、fのパワー差を電力検波回路20にて検出し、加算器18入力e'、f'におけるパワー差を減じるような制御を、乗算器13、14と 90° 移相器17の間に設けた利得制御アンプ41、42にかけるよう構成したものである。この実施例も図4の実施例同様、フィードフォワード型、フィードバック型いずれかを問わないし、さらに出力e、fのパワー差に応じて、加算器18における加算量を可変するよう構成した場合も等価である。

【0026】ところで、今までの説明では、図5の 90° 移相器17は、あらかじめ定められた単一周波数のIF信号のみ入力されるものとして、ここでの位相偏差や利得偏差は考慮しなかった。しかしながら、実際のIF信号は同一システム上で異なる周波数のIF信号を扱う場合が存在する。例えばTV受像機におけるIF信号は国によって異なる周波数を採用している場合があり、このような場合、前記 90° 移相器17における位相偏差や利得偏差も考慮する必要がある。またイメージ抑圧ミキサーをIC化する際には、製造ばらつきなどの影響があり、同様の考慮が必要となる。

【0027】図5の実施例において、もし 90° 移相器16の位相偏差・利得偏差を考慮不要であれば、図4の実施例と同様の理論で、この実施例では 90° 移相器17の利得偏差について補正していることになる。つまり図1あるいは図4の実施例と組み合わせることにより、 90° 移相器6の位相偏差あるいは利得偏差と、 90° 移相器7の利得偏差を抑えることが可能になる。

【0028】図6はこの発明の第3の他の実施例を説明するためのシステム図である。この実施例は図5の実施例に比して電力検波回路20により 90° 移相器17の移相・利得を制御するよう構成したものであり、前述の実施例と同構成の部位には同符号を付してある。なお、電力検波回路20による 90° 移相器17の制御は、図1の実施例の電力検波回路20による 90° 移相器16の制御と同様であり、これ以上の説明は省略する。この実施例においても、図1あるいは図4の実施例と組み合わせることにより、 90° 移相器16および17の両方の移相偏差あるいは利得偏差を抑えることができる。

【0029】なお、図5および図6の実施例において、電力検波回路20、20'と 90° 移相器17による移相偏差・利得偏差抑制は、常時ループ制御をかける必要はなく、イメージ抑圧ミキサーを組み込むシステムの製

造時のみ制御をかけるか、外部調整するか、して、後は固定するような構成も考えられる。

【0030】この実施例では、局部発振器側に設けた 90° 移相器や乗算器における位相偏差や利得偏差、加えてIF信号経路に設けた 90° 移相器における移相偏差や利得偏差を抑えることができ、イメージ除去比に優れたイメージ信号の抑圧が可能となる。

【0031】図7は、この発明の第4の他の実施例を説明するためのシステム図である。ここでも先の実施例と同構成の部位には同符号を付して説明する。加算器18の出力gは、各経路の位相・利得偏差がなければ、従来例で説明したように、同方向ベクトルの和であるIF信号のみが得られ、逆方向のベクトルの和であるイメージ信号をキャンセルできる。いま、図1の実施例にて説明したと同様に、 90° 移相器17の移相・利得偏差は無視し、 90° 移相器16は図2の回路であるとする、 90° 移相器16は、図8(b)のような周波数依存性を持つので、出力は前述のように利得偏差を生じ、イメージ信号がキャンセルしきれないことになる。

【0032】ここで、加算器18の出力にて、IF信号は同方向のベクトルの和、つまりIF信号のパワーの和、イメージ信号は逆方向ベクトルの和、つまりイメージ信号のパワーの差であることから、周波数に対するIF信号およびイメージ信号のパワーの変化量は、図8(a)および(c)で表すことができる。加算器18の出力における「周波数-パワー特性」は図8の(a)(b)を合成したものである、図8(b)の交点Pの周波数において、最小パワーになることがわかる。つまり、加算器18の出力パワーを最小にするよう制御すれば、利得偏差を抑えることができる。

【0033】この実施例では、加算器18の出力gを電力検波回路71に投入し、出力gが最小パワーとなるように 90° 移相器16の利得偏差を制御するよう構成している。 90° 移相器16の制御法については、図1の実施例などと同様に実現でき、さらに利得と位相の相関関係がわかる 90° 移相器を採用すれば、この実施例において位相偏差のループ制御が可能なる点もまた同様である。

【0034】図9は、この発明の第5の他の実施例を示すもので利得偏差のみを考慮した場合である。図7の実施例と同構成の部位には同符号を付して説明を省略する。この実施例は、乗算器13、14と 90° 移相器17の間に利得制御アンプ91、92をそれぞれ設け、電力検波回路71'にて検出した加算器出力gのパワー変化に応じ、結果的に 90° 移相器7の入力c'、d'間のパワー差を減じるよう利得制御を利得制御アンプにかけるよう構成したものである。

【0035】このように構成することにより、局部発振器15側に設けた 90° 移相器16や乗算器13、14における位相偏差や利得偏差を抑えることができ、イメ

ージ除去比に優れたイメージ抑圧ミキサーが実現できる。

【0036】図7、図9の各実施例では、加算器18の出力gの電力検波結果に基づき、ループ制御する構成であった。出力gは前述のように、IF信号は同方向のベクトルの和、イメージ信号は逆方向のベクトルの和であり、位相・利得偏差が極端に劣化しない限り、IF信号成分のパワー比が大きくなる。ここで、例えば選局装置に用いるイメージ抑圧ミキサーにおいて、所望の局のパワーより、妨害波のパワーが極めて大きな場合を考えると、イメージ信号の抑圧パワー分に比して、IF信号の抽出パワー分が小さくなってしまふ。これを電力検波して制御に用いるような図7、9の実施例では、精度的に極めて不利であり、位相・利得偏差の劣化につながる恐れがある。

【0037】そこで図10に示すこの発明の第6の他の実施例では、逆にIF信号を抑圧してイメージ信号を取り出し、これを電力検波するよう構成したイメージ抑圧ミキサーの例である。前述の実施例と同構成の部位には同符号を付し、説明を省略する。この実施例は、加算器

$$c = 1/2 \times [\cos(\omega L t - \omega R t) + \cos(\omega I t - \omega L t)] \quad \dots (12)$$

$$d = 1/2 \times [\cos(\omega L t - \omega R t + 90^\circ) + \cos(\omega I t - \omega L t - 90^\circ)] \quad \dots (13)$$

ただし、RFおよび局発振信号は従来例の定義式を用い、乗算器による和周波数分および各回路における入出

$$e = 1/2 \times [\cos(\omega L t - \omega R t + 90^\circ) + \cos(\omega I t - \omega L t + 90^\circ)] \quad \dots (14)$$

$$\begin{aligned} f &= 1/2 \times [\cos(\omega L t - \omega R t + 90^\circ) + \cos(\omega I t - \omega L t - 90^\circ)] \\ &= 1/2 \times (\cos(\omega L t - \omega R t + 90^\circ) - \cos(\omega I t - \omega L t + 90^\circ)) \quad \dots (15) \end{aligned}$$

一方、90°移相器111の出力e', f'は、

$$e' = 1/2 \times [\cos(\omega L t - \omega R t) + \cos(\omega I t - \omega L t)] \quad \dots (16)$$

$$\begin{aligned} f' &= 1/2 \times [\cos(\omega L t - \omega R t + 180^\circ) + \cos(\omega I t - \omega L t - 0^\circ)] \\ &= 1/2 \times (-\cos(\omega L t - \omega R t) + \cos(\omega I t - \omega L t)) \quad \dots (17) \end{aligned}$$

よって、それぞれの加算出力である出力gおよびhは、

$$g = \cos(\omega L t - \omega R t + 90^\circ) = -\sin(\omega L - \omega R)t \quad \dots (18)$$

$$h = \cos(\omega I t - \omega L t) \quad \dots (19)$$

にて表され、出力gではイメージ信号が抑圧されたIF信号が、出力hではIF信号が抑圧されたイメージ信号が、それぞれ得られることがわかる。これは、パワー値からみれば前述の減算器を設けた図10の実施例と等価であり、同じ効果が得られるものである。その他構成、内容は図10の実施例と同一であるので説明は省略する。

18と並列に、90°移相器17の出力e, fを入力とする減算器101を設け、減算出力hを電力検波回路71へ供給する。出力hは、加算器18の出力gとはベクトルが逆に加算されるので、IF信号は逆方向のベクトルの和、イメージ信号は同方向のベクトルの和となる出力を得る。ここで90°移相器16が図2の回路とすれば、イメージ信号の「周波数-パワー特性」は図8

(a)、IF信号の同特性は図8(c)となり、図7の実施例と同様、減算出力hのパワーが最小になるよう、電力検波回路71により90°移相器16の利得偏差を制御する。位相偏差についても、図7の実施例と同様に抑えることができる。

【0038】また、図11に示すこの発明の第7の他の実施例は、図10の減算器101の出力と等価な出力を、90°移相器111および加算器112にて実現したものである。前出の実施例と同構成の部位には同符号を付し、説明を省略する。

【0039】いま、90°移相器17と90°移相器111における入力c, dを以下とする。

【0040】

力間の位相変化は考えない。これより得る90°移相器17の出力e, fは、

【0041】図12、図13のこの発明の第8、第9の他の実施例は、図10、図11の実施例に比して利得偏差のみを考慮した実施例である。前出の実施例と同構成の部位には同符号を付し、説明を省略する。この各実施例では、乗算器13、14の出力c, dを入力とする利得制御アンプ91、92を設け、電力検波回路70'により利得制御されることで利得偏差の感じられた出力c

、 d' を 90° 移相器17へ供給するよう構成したものである。その他構成、内容は同一であるので説明は省略する。

【0042】以上説明したようなイメージ抑圧ミキサーを構成することにより、所望受信信号レベルが小さい場合や妨害波のレベルが大きい場合においても、 90° 移相器16や乗算器13、14における位相偏差や利得偏差を精度良く抑えることができ、イメージ除去比に優れたイメージ抑圧ミキサーが実現できる。

【0043】図10～図13を用い説明した、この発明の第6～第9他の実施例は、所望受信信号レベルが小さい場合や妨害波のレベルが大きい場合において、位相偏差や利得偏差を抑えるに有利であったが、逆に所望受信信号レベルが大きい場合や妨害波のレベルが小さい場合は不利になる。

【0044】図14、図15に示したこの発明の第10、第11の他の実施例は、図10～図13で説明した何れの場合の実施例においても、精度良く位相偏差や利得偏差を抑えるよう構成したイメージ抑圧ミキサーの例である。前出の実施例と同構成の部位には同符号を付し、説明を省略する。

【0045】この各実施例では、2つの電力検波回路141、142を設け、加算器18の出力 g を電力検波回路141に、減算器101の出力 h を電力検波回路142に inputs する。出力 g および出力 h は電力比較器143にも供給し、何れの入力パワー値が大きいかを比較する。比較結果はスイッチ144へ供給され、出力 g 、 h のうちパワー値の大きい系の電力検波回路の出力を選択出力するように構成し、この選択出力により 90° 移相器16の移相あるいは利得制御を行う。その他構成、内容は図10、図11と同一であるので説明は省略する。

【0046】図16、図17は、図14、図15の実施例に比して利得偏差のみを考慮した、この発明の第12および第13の他の実施例である。前出の実施例と同構成の部位には同符号を付し、説明を省略する。この実施例では、乗算器13、14の出力 c 、 d を入力とする利得制御アンプ91、92を設け、電力検波回路141 a あるいは同142 b およびスイッチ144 a により選択された電力検波出力により利得制御することで利得偏差の減じられた出力 c' 、 d' を 90° 移相器17へ供給するよう構成したものである。その他構成、内容は図14、図15と同一であるので説明は省略する。

【0047】以上説明したようなミキサー回路によれば、所望受信信号レベルが大きい場合や妨害波のレベルが小さい場合にはイメージ抑圧したIF信号出力を、所望受信信号レベルが小さい場合や妨害波のレベルが大きい場合にはIF信号を抑圧したイメージ信号の出力を、それぞれ電力検波して位相・利得制御するので、前記何れの場合においても精度良く位相偏差や利得偏差を抑えることができ、ひいてはイメージ抑圧比に優れた

イメージ抑圧ミキサーを実現できる。

【0048】なお、この発明はこれまで説明した各実施例に限定されるものではなく、局部発振器出力に設けた 90° 移相器は、乗算器出力におけるIF信号成分の位相差が 90° であればよく、例えばRF信号に 90° の位相差を持たせるように構成してもよい。また利得制御アンプについても、加算器の入力バランスを可変できるような位置であれば、図示したとりに限らずにいずれの信号経路に設けても問題なく、さらにRF信号の分配比や前記加算器の加算比を可変できるよう構成した場合も、等価とみなすことができる。

【0049】

【発明の効果】以上記載したように、この発明のミキサー回路によれば、広周波数帯域にて位相偏差や利得偏差を抑えることができ、さらに所望信号や妨害波の受信レベル比に左右されることなく同性能を向上できることから、イメージ抑圧率に優れたイメージ抑圧ミキサーを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

20 【図1】この発明の一実施例を説明するためのシステム図。

【図2】図1で用いた 90° 移相器を具体的に説明するための回路図。

【図3】図2の 90° 移相器の周波数特性図。

【図4】この発明の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図5】この発明の第2の他の実施例を説明するためのシステム図。

30 【図6】この発明の第3の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図7】この発明の第4の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図8】図7の動作を説明するための

【図9】この発明の第5の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図10】この発明の第6の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図11】この発明の第7の他の実施例を説明するためのシステム図。

40 【図12】この発明の第8の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図13】この発明の第9の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図14】この発明の第10の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図15】この発明の第11の他の実施例を説明するためのシステム図。

【図16】この発明の第12の他の実施例を説明するためのシステム図。

50 【図17】この発明の第13の他の実施例を説明するた

めのシステム図。

【図18】従来の技術を説明するためのシステム図。

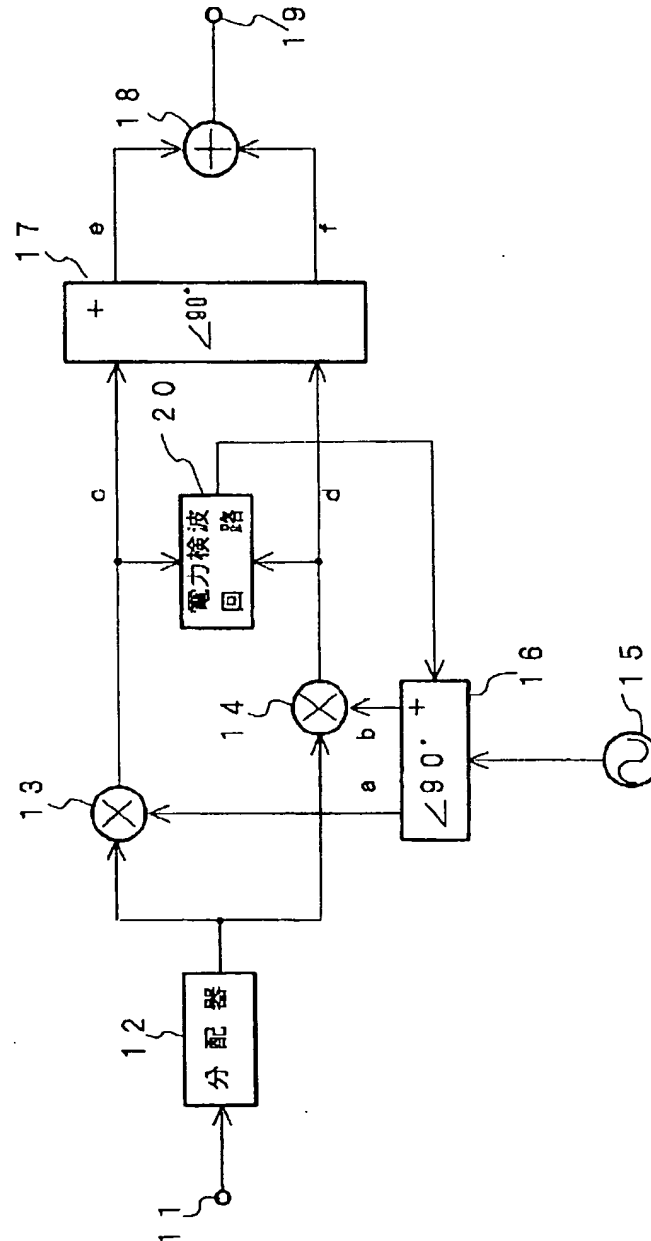
【図19】図18の問題点を説明するためのCATV放送におけるスペクトル図。

【図20】イメージ信号を抑圧する、従来の移相型イメージ抑圧ミキサ回路を説明するためのシステム図。

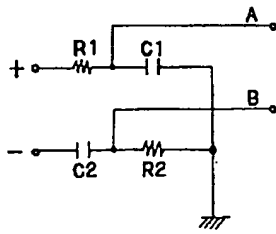
【符号の説明】

11…入力端子、12…分配器、13、14…乗算器、15…局部発振器、16、17、111… 90° 移相器、18、112…加算器、19…出力端子、20、20'、71、71'、141、141a、142、142b…電力検波回路、41、42、91、92…利得制御アンプ、101…減算器、143…電力比較器、144、144a…スイッチ。

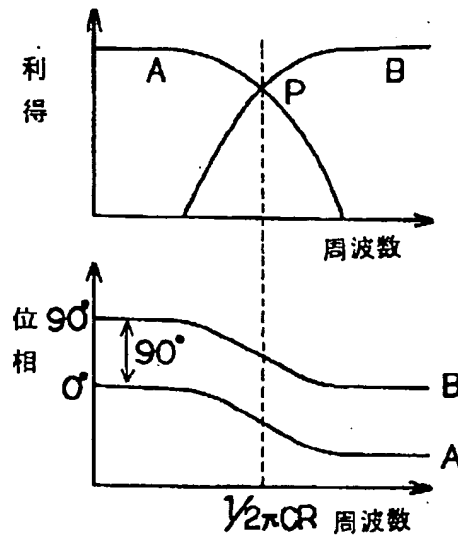
【図1】



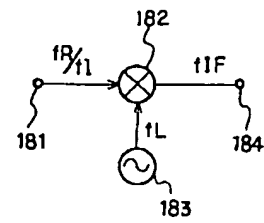
【図 2】



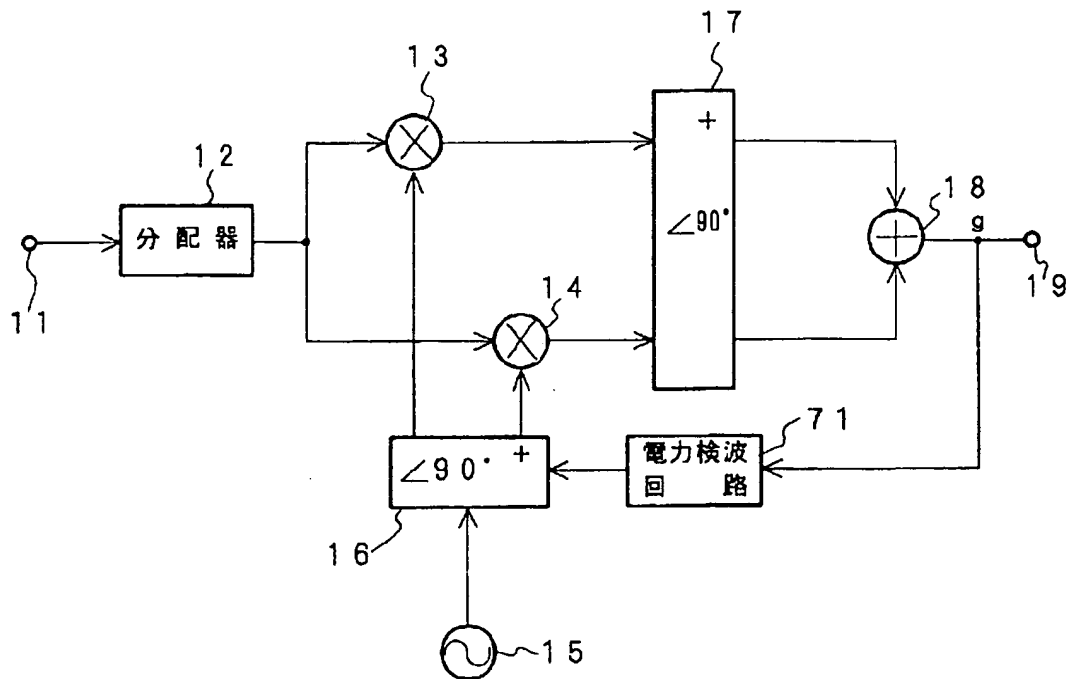
【図 3】



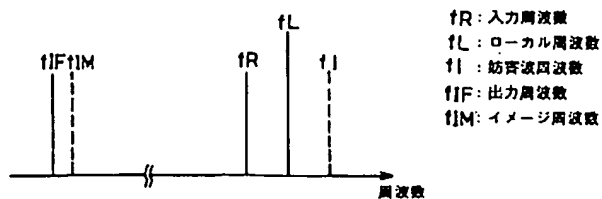
【図 18】



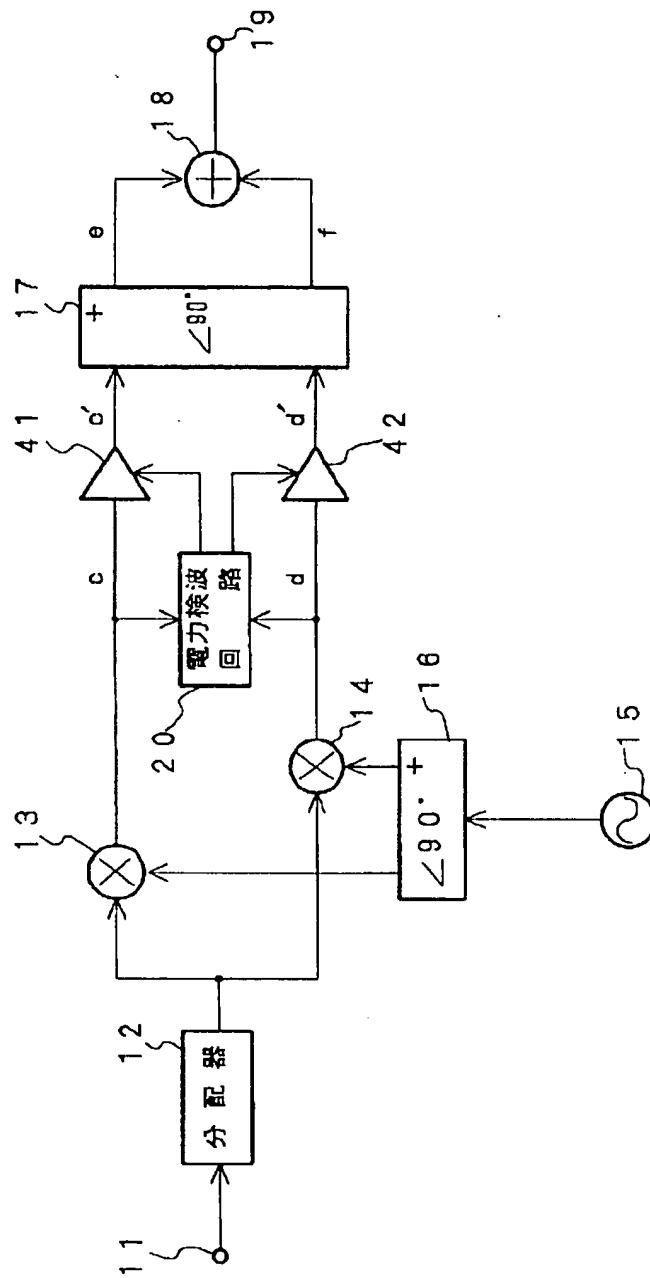
【図 7】



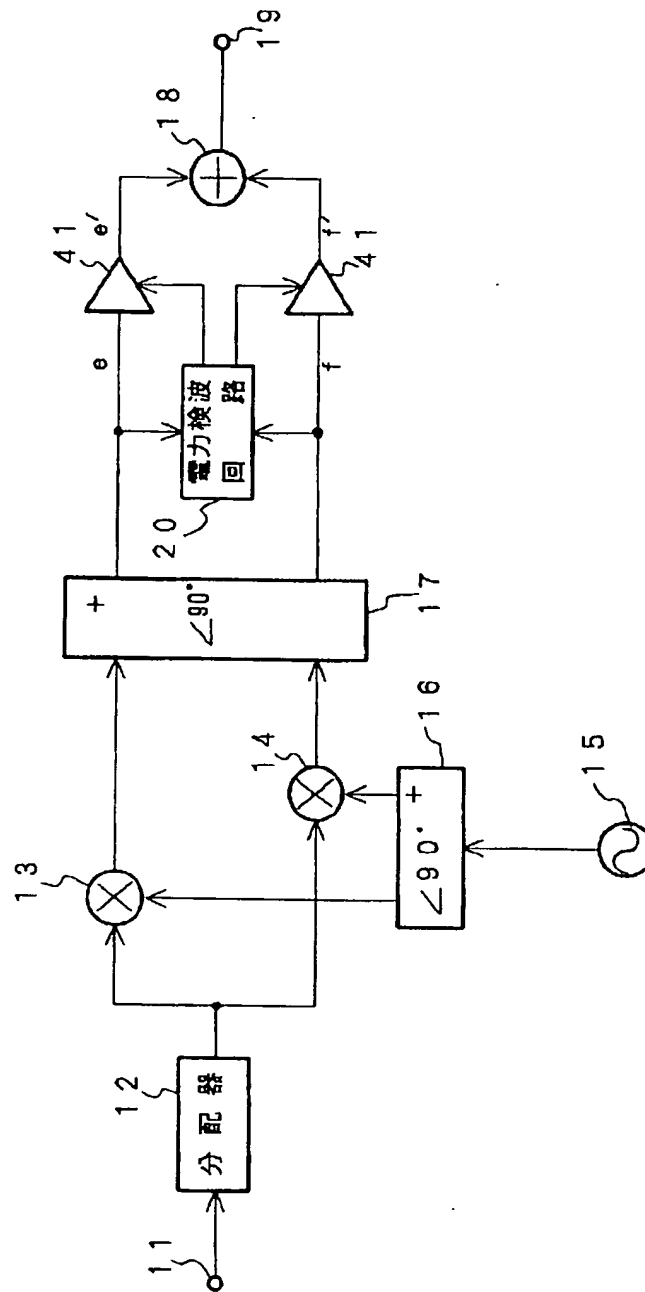
【図 19】



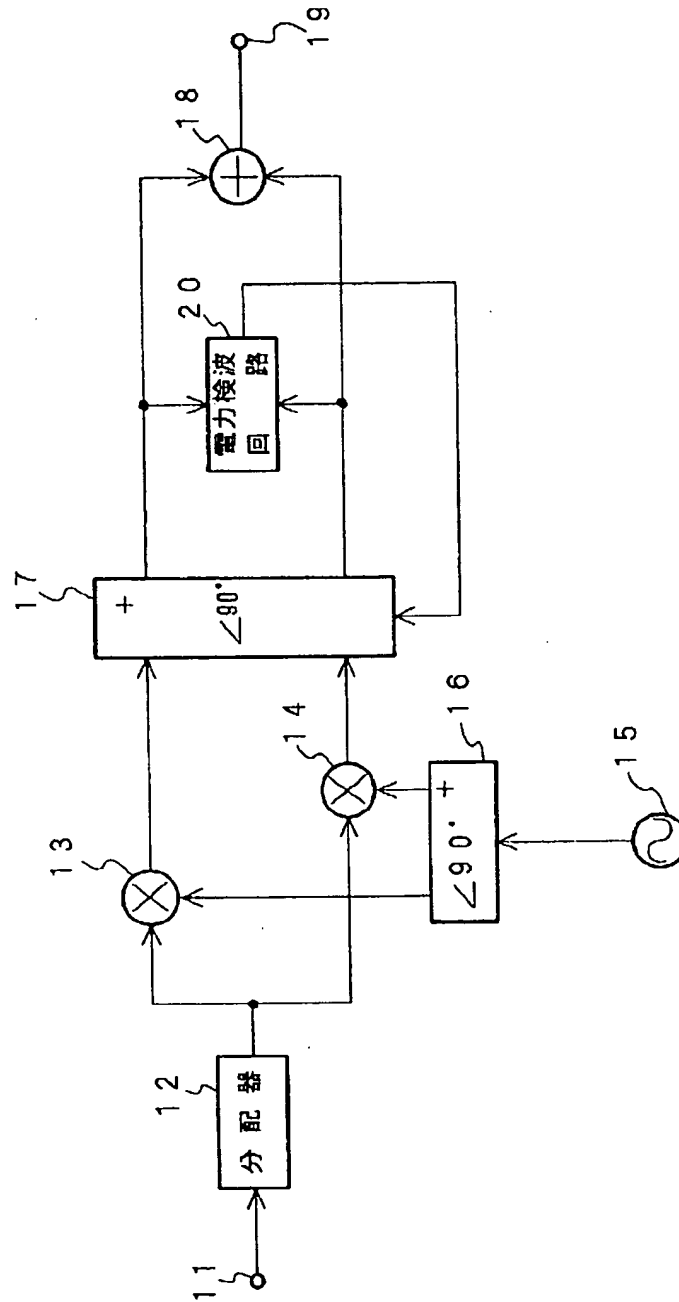
【図4】



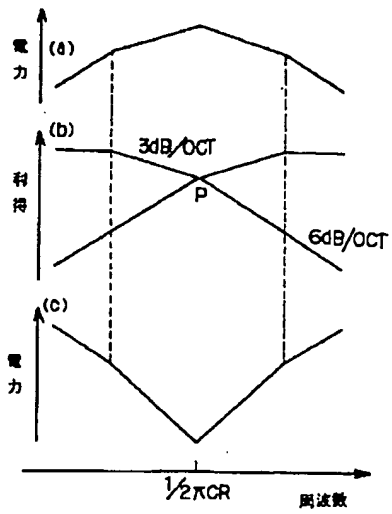
【図5】



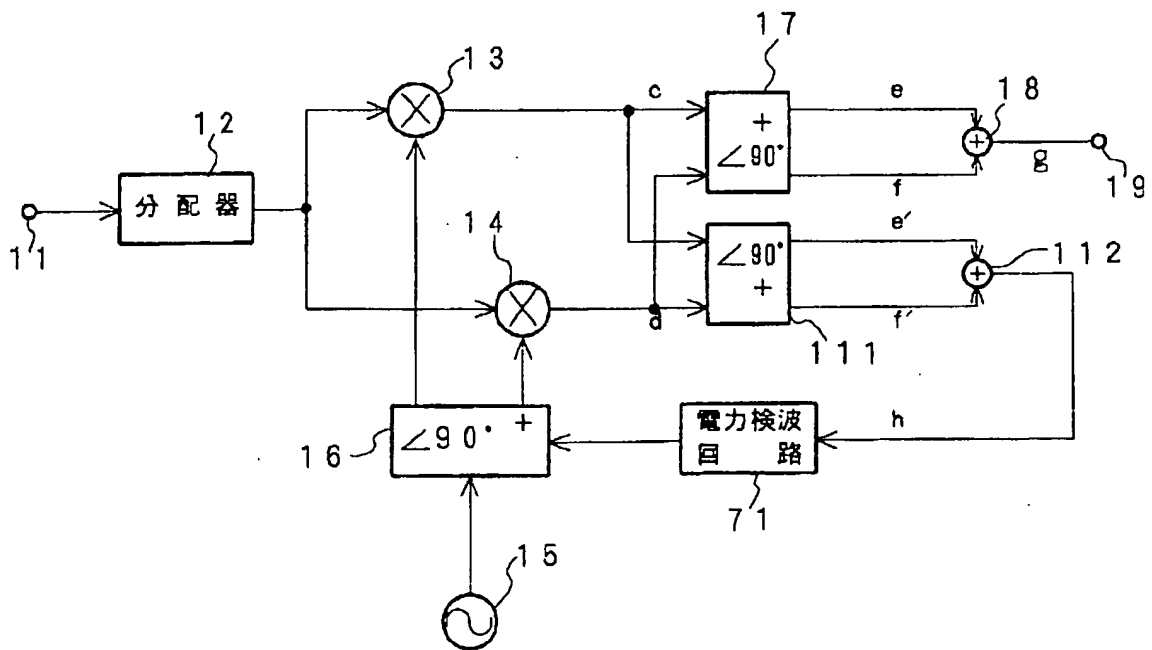
【図6】



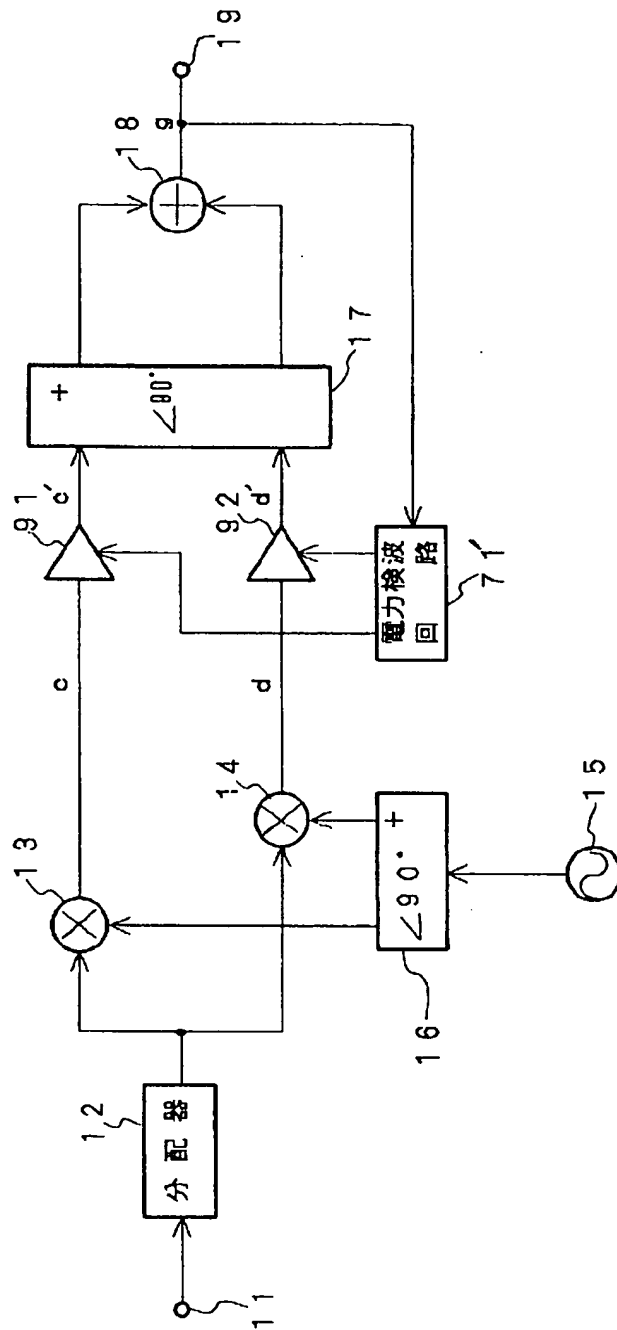
【図8】



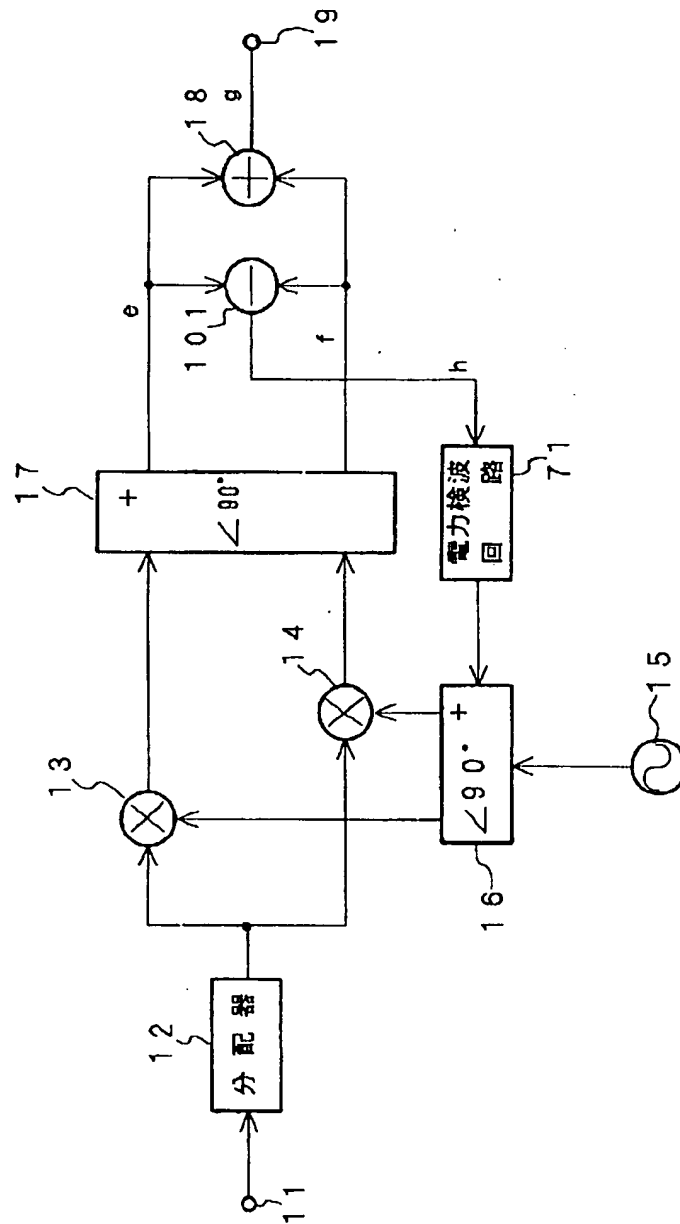
【図11】



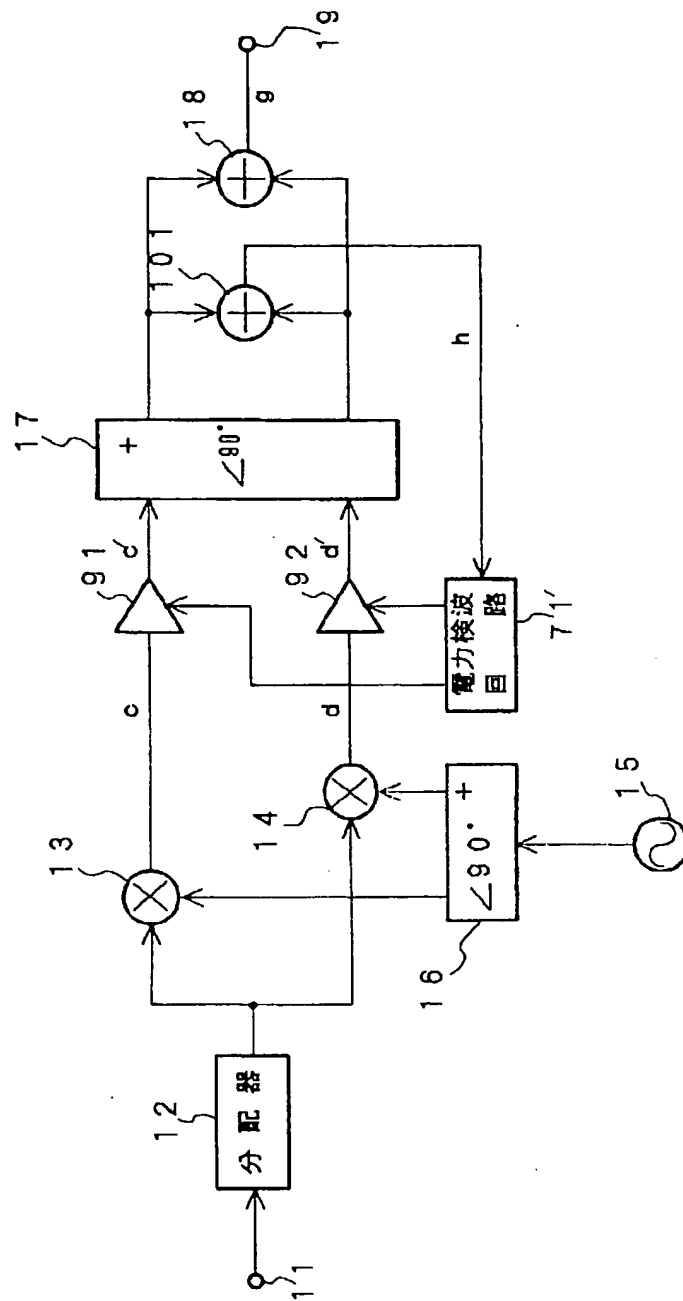
【図 9】



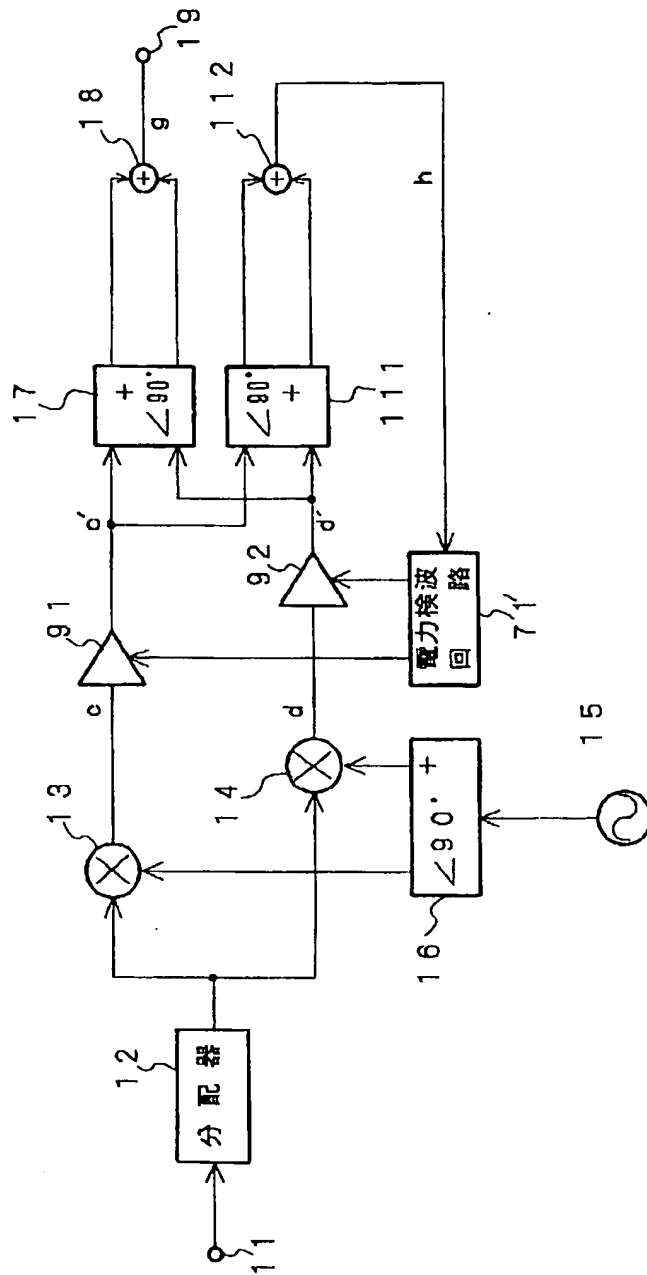
【図10】



【図12】



【図13】

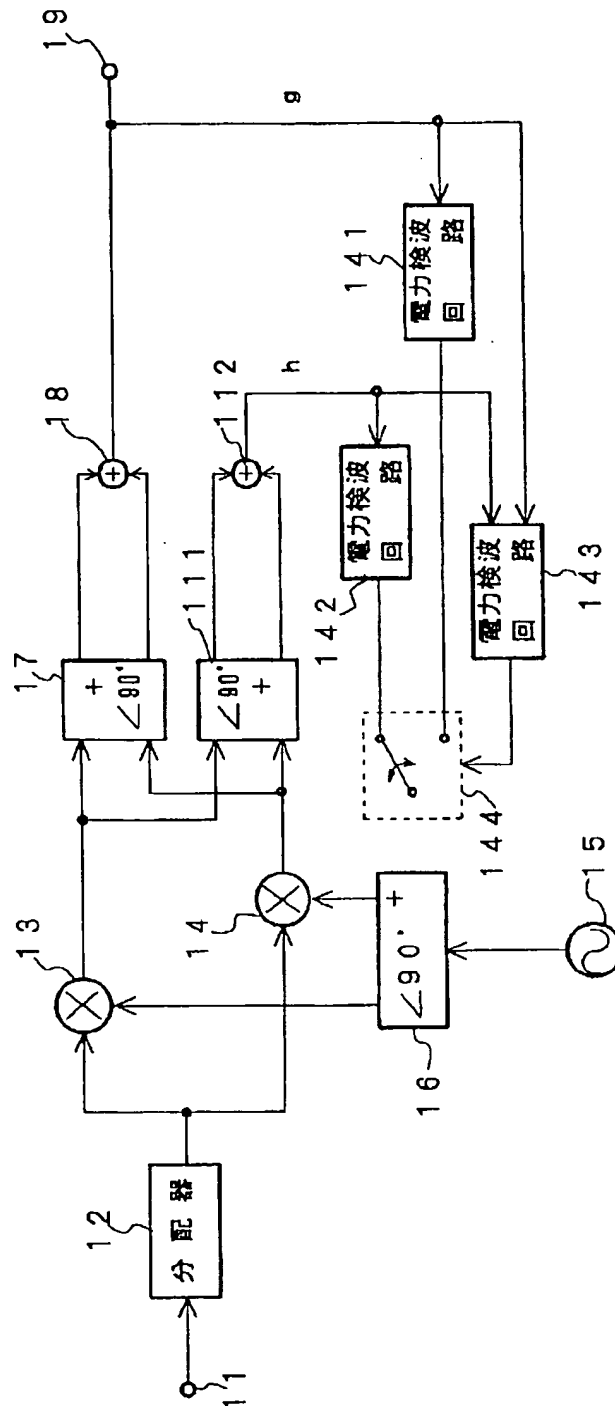


The diagram illustrates a phase-locked loop (PLL) system. It consists of the following components and connections:

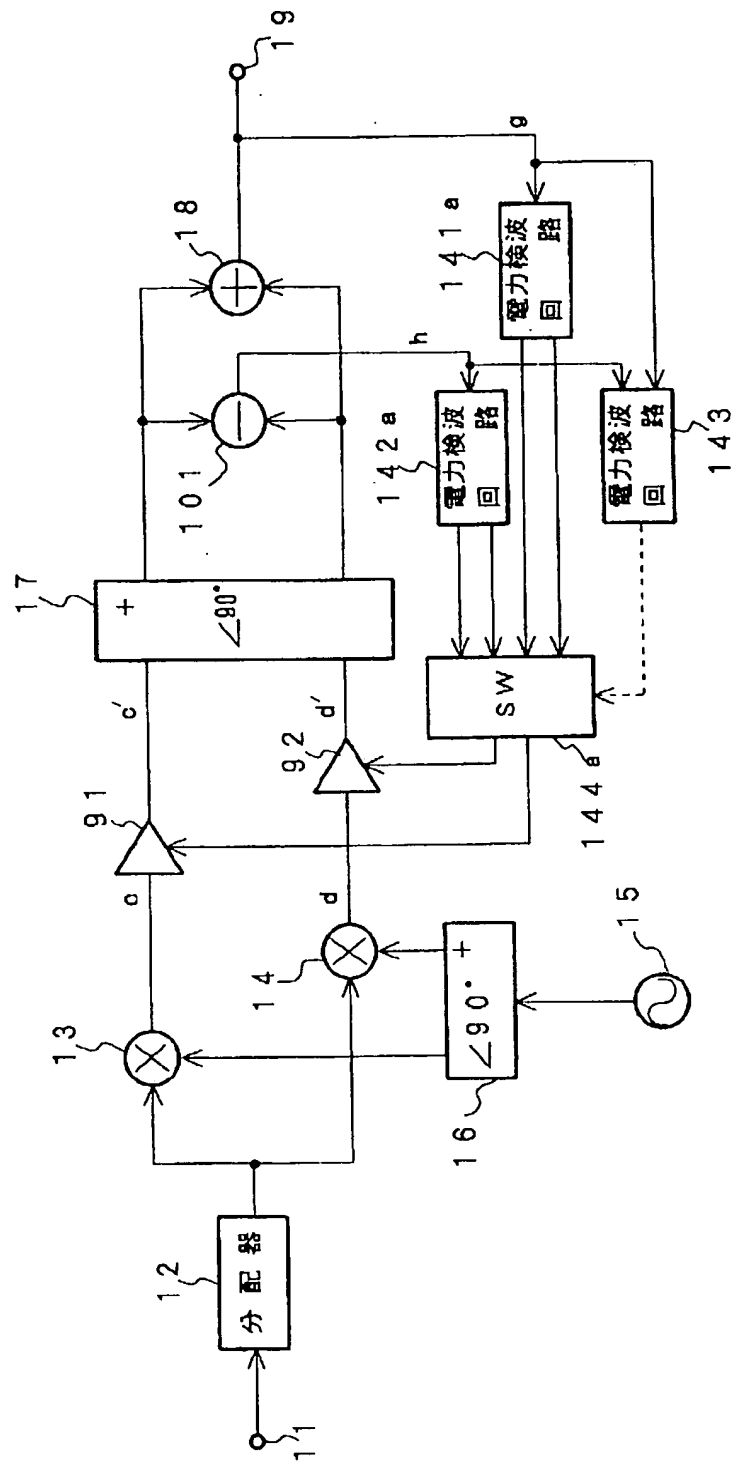
- Reference Signal Input (11):** Provides the reference signal to the system.
- Frequency Divider (12):** Divides the reference signal frequency.
- Phase Detector (13):** Compares the reference signal with the feedback signal.
- Phase-Locked Loop Filter (14):** Filters the output of the phase detector.
- Voltage-Controlled Oscillator (15):** Generates a signal whose frequency is controlled by the filter output.
- Phase Shifter (16):** Shifts the phase of the VCO output by 90° .
- Phase Detector (17):** Compares the phase-shifted VCO output with the reference signal.
- Phase-Locked Loop Filter (18):** Filters the output of the second phase detector.
- Voltage-Controlled Oscillator (19):** Generates the final output signal.

The system is designed to maintain a constant phase difference between the reference signal and the output signal.

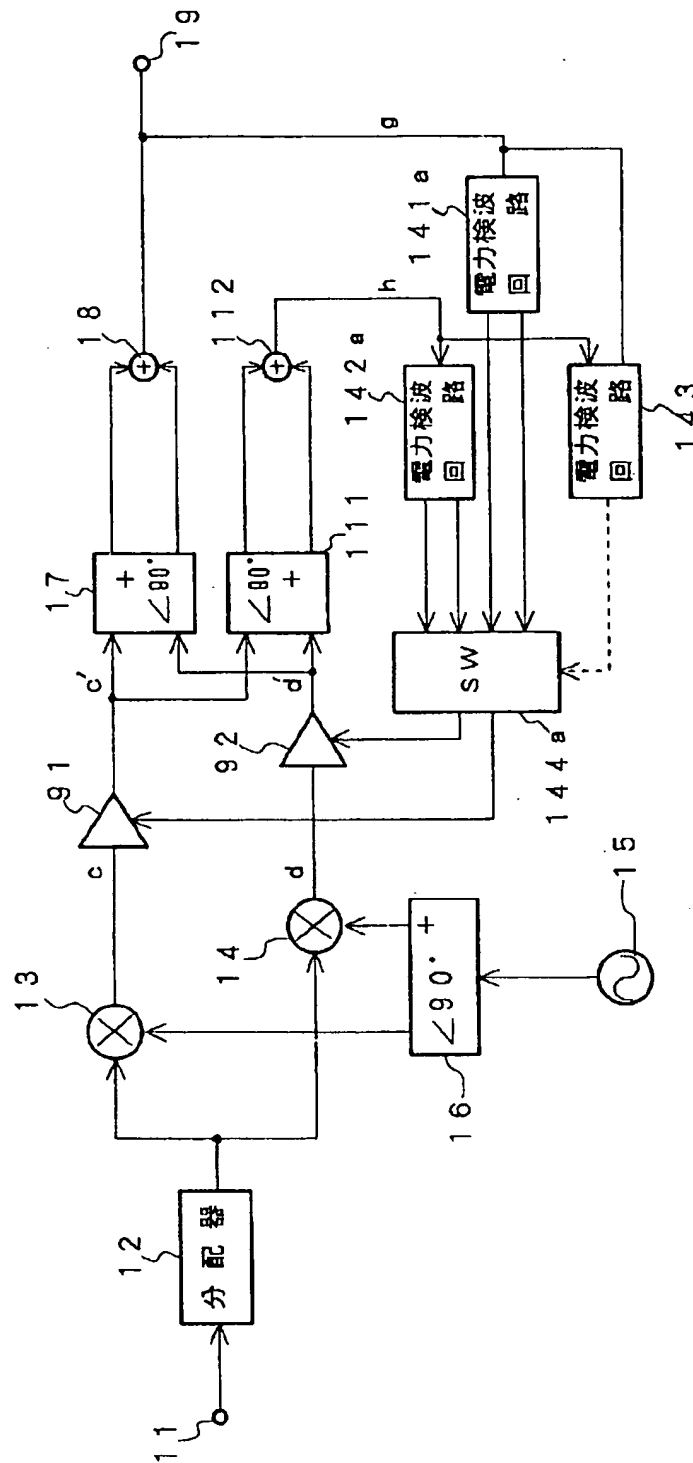
【図15】



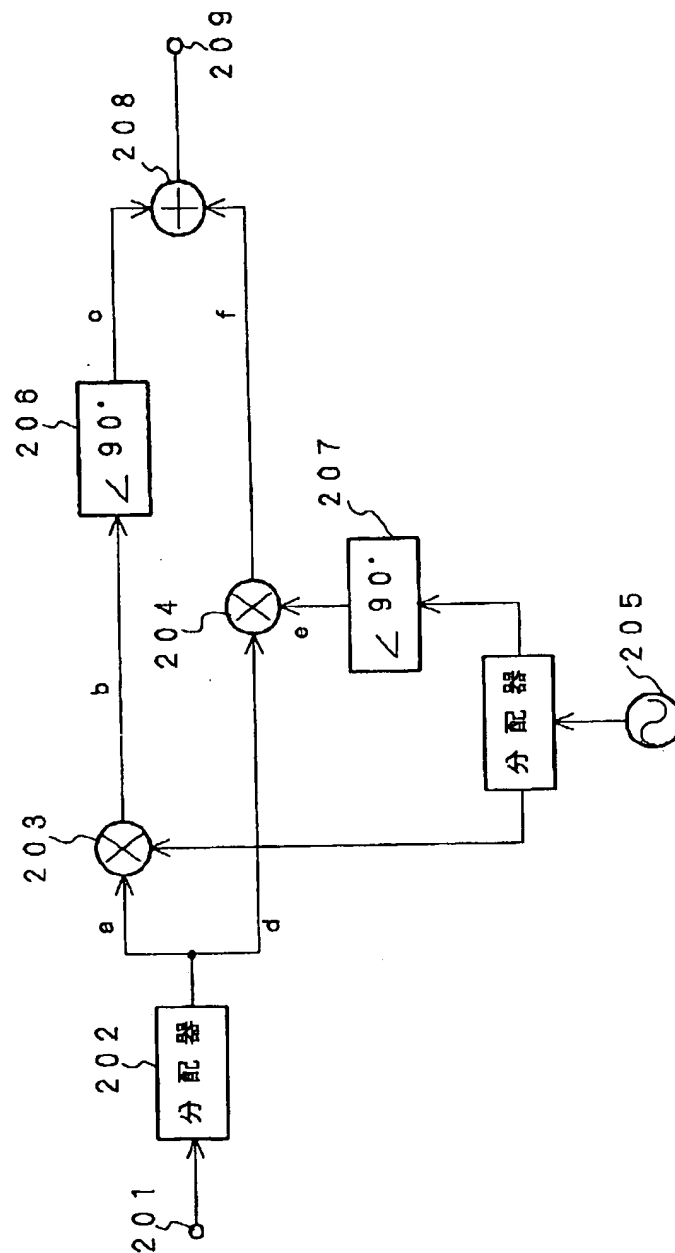
【図16】



【図17】



【図 20】



フロントページの続き

(72)発明者 久世 敦美

神奈川県横浜市磯子区新杉田町 8 番地 株
式会社東芝マルチメディア技術研究所内

(72)発明者 近江 義智

神奈川県横浜市磯子区新杉田町 8 番地 株
式会社東芝マルチメディア技術研究所内